

Progettazione Automatica di Circuiti Elettronici

Docenti: Prof. Ing. Daniela De Venuto

Prof. Ing. Giovanni Mezzina

Relazioni di laboratorio A.A. 2020/2021

Studente: Francesco Caterina (Matricola 564974)

Esercitazione 3

Current Mirrors

Contents

1	Introduzione sugli specchi di corrente.....	2
2	Specchio semplice.....	3
2.1	Analisi punto di lavoro statico	3
2.2	Misurazione e calcolo teorico di compliance e resistenza di uscita	4
2.3	Moltiplicatore di corrente utilizzando la configurazione a specchio semplice.....	10
3	Specchio Cascode.....	11
3.1	Misurazione resistenza di uscita e compliance dello specchio cascode	13
3.2	Calcolo teorico compliance e resistenza di uscita del cascode.....	15
4	High swing cascode	16
4.1	Misura sperimentale di resistenza di uscita e compliance dell'high swing cascode	17
5	Self biased cascode	19
5.1	Misura della compliance e resistenza di uscita del self biased cascode.....	21
6	Riassunto finale: vantaggi/svantaggi dei vari specchi visti	22

1 Introduzione sugli specchi di corrente

Gli specchi di corrente costituiscono uno dei sotto-blocchi essenziali nel design dei circuiti integrati analogici. Essi infatti possono esser utilizzati come generatori di corrente (quasi) costante per polarizzare i dispositivi attivi senza utilizzare una rete passiva; inoltre possono esser impiegati come carichi attivi su stadi amplificatori, in modo da ottenere grazie alla loro elevata resistenza di uscita un'amplificazione impossibile da ottenere con carichi passivi. Inoltre costituiscono uno dei blocchi fondamentali dell'OTA, un circuito amplificatore che vedremo nelle esperienze successive.

Gli specchi di corrente funzionano semplicemente "copiando" la corrente da un ramo, detto di riferimento, ad un altro ramo, detto di uscita. Idealmente vorremmo che la corrente sul ramo di uscita sia sempre uguale a quello di riferimento. Tuttavia a causa del modo in cui funzionano i dispositivi attivi che costituiscono lo specchio stesso ciò non sarà sempre vero, e per questo abbiamo bisogno di due parametri che ci vanno a definire quanto "buono" è lo specchio nel copiare la corrente sul ramo di riferimento:

- La compliance, che ci dice in quale range di tensioni lo specchio riesce a copiare correttamente la corrente dal ramo di riferimento sul ramo di uscita; essa è dovuta al fatto che il MOS sul ramo di uscita va mantenuto sempre in saturazione, se la tensione applicata allo specchio non è più tale da lasciare il MOS sul ramo di uscita in saturazione lo specchio non funzionerà correttamente
- La resistenza di uscita: è un altro parametro importante che determina quanto buona sarà la copia della corrente di uscita rispetto a quella di riferimento. Infatti genericamente un generatore di corrente costante deve riuscire ad erogare corrente costante per qualsiasi valore di tensione ai suoi capi; coi dispositivi attivi, che siano MOS o BJT, riusciamo sì a generare correnti che variano davvero poco rispetto alla tensione ai loro capi, però una piccola variazione di corrente c'è sempre, dovuta nei MOS all'effetto della modulazione della lunghezza di canale (modellato da λ).

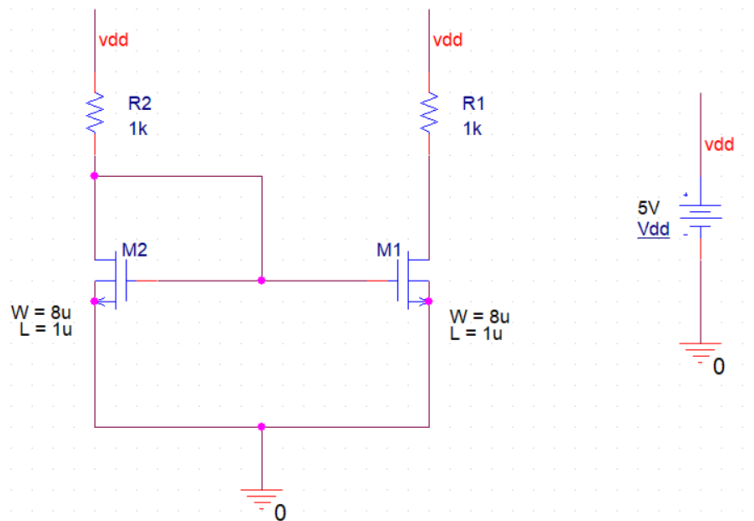
Idealmente, per uno specchio di corrente, vorremmo compliance il quanto più ampia possibile (in modo da poter sfruttare il nostro generatore di corrente costante anche per range di tensioni molto basse o molto alte) e resistenza di uscita il più grande possibile (teoricamente infinita), in modo che la corrente erogata vari pochissimo al variare della tensione sul ramo di uscita dello specchio.

Nelle esperienze seguenti analizzeremo varie configurazioni circuitali utilizzate per realizzare specchi di corrente, e misureremo tramite simulazione PSPICE la loro compliance e la loro resistenza di uscita; confronteremo poi le misure sperimentali con i risultati teorici ottenibili dalle formule a noi note.

2 Specchio semplice

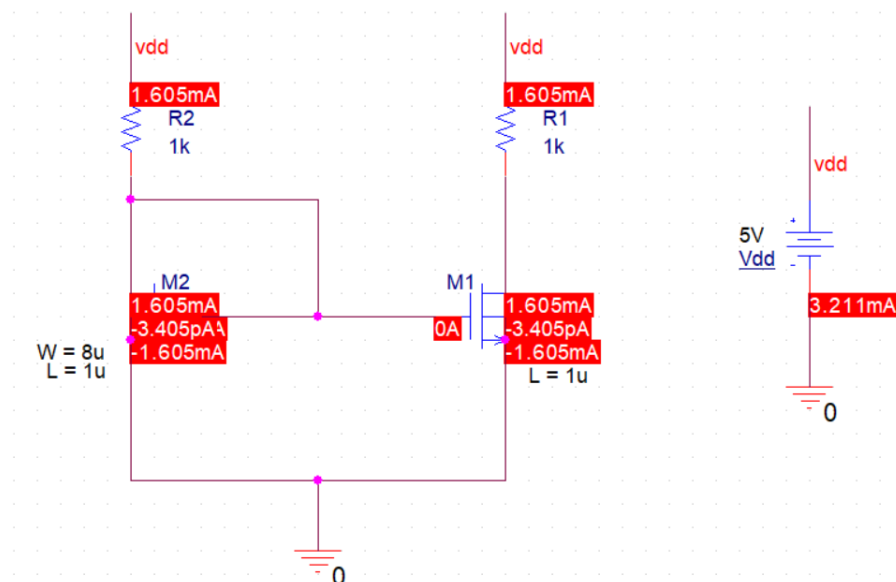
2.1 Analisi punto di lavoro statico

Realizziamo in Capture uno specchio semplice con due NMOS, ponendo $W=8u$ ed $L=1u$. Inoltre utilizziamo inizialmente per polarizzare il MOS connesso a diodo sul ramo di riferimento una resistenza del valore di $1k\Omega$. Questo, assieme al valore di W ed L fissati (che determinano il k_n') andrà a determinare univocamente la corrente nel ramo di riferimento, e quindi la V_{GS} sul MOS connesso a diodo; la V_{GS} sul MOS che costituisce il ramo di uscita sarà identica a quella del MOS connesso a diodo, per la KVL alla maglia, e avendo il MOS in uscita stesso W ed L di quello di riferimento la sua I_d (corrente di uscita) dovrà esser uguale a quella sul ramo di riferimento (a meno dell'effetto di modulazione della lunghezza di canale). Il circuito realizzato è il seguente:



Quello di M2 è il ramo di riferimento, che genera appunto la corrente di riferimento in base alle caratteristiche di M2, al valore di R2, e al valore della tensione di alimentazione VDD.

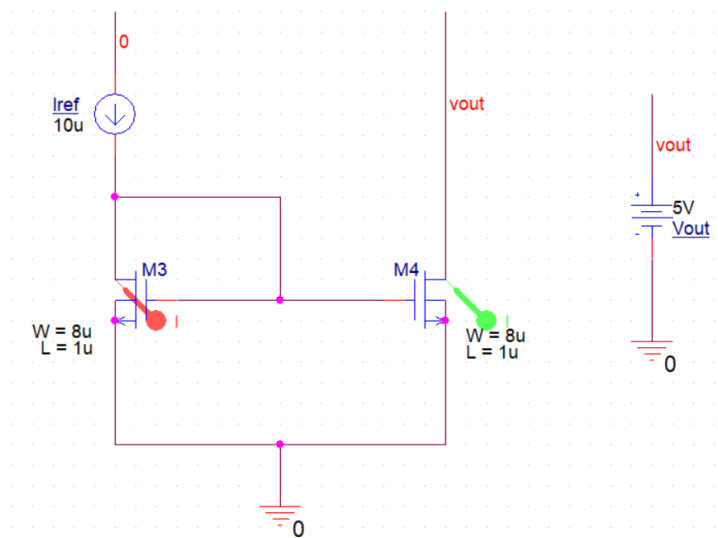
Sul drain di M1 invece abbiamo il ramo di uscita, che teoricamente dovrà avere corrente di uscita molto simile a I_{D2} avendo i due MOS stessa V_{GS} . Abbiamo posto le due resistenze di carico uguali sui due rami, $R1=R2=1k$ quindi anche le due V_{DS} saranno identiche e ci aspettiamo dunque, avendo annullato l'effetto di modulazione della lunghezza di canale in quanto entrambi i transistor avranno stesso punto di lavoro, che le entrambe le correnti siano perfettamente uguali. Lanciamo un'analisi "bias point" per verificare ciò.



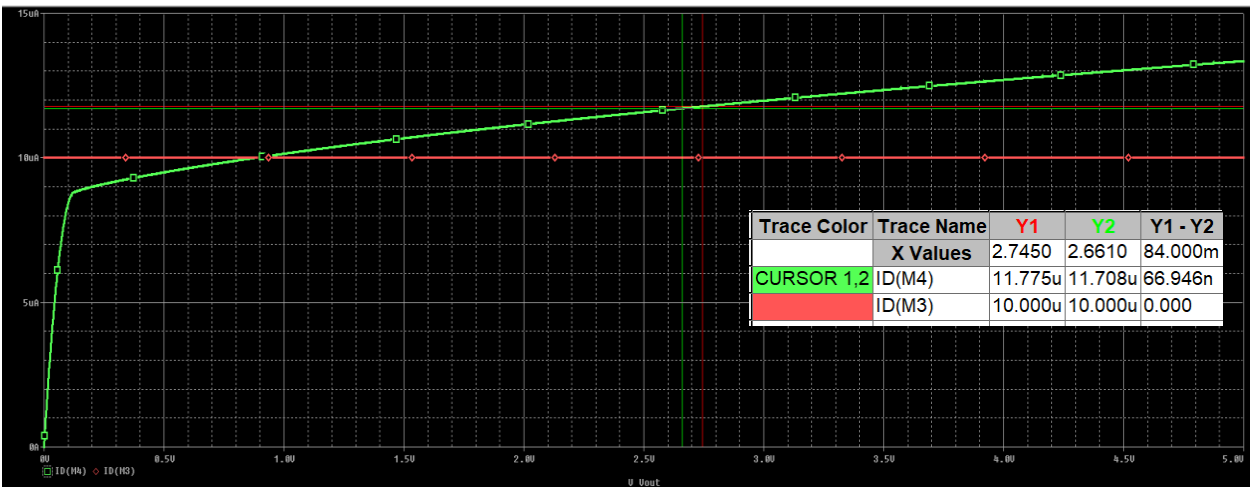
Come si può notare entrambe le correnti hanno valore di 1.605mA, quindi lo specchio semplice realizzato funziona correttamente.

2.2 Misurazione e calcolo teorico di compliance e resistenza di uscita

Togliamo adesso la resistenza dal ramo di riferimento, inseriamo al suo posto un generatore di corrente da 10μA e vediamo che succede ora al variare della tensione sul ramo di uscita. Il circuito realizzato è il seguente:



Facciamo un DC sweep del generatore Vout e mettiamo due probe di corrente una sul drain del MOS del ramo di riferimento (M3) ed una sul drain del MOS del ramo di uscita (M4). Otteniamo le seguenti curve.



La curva in verde è l'andamento della corrente di uscita I_{D4} mentre quella in rosso è la I_{D3} . Come si può vedere mentre I_{D3} resta costante su tutto il range di tensioni, la corrente sul ramo di uscita varia al variare della V_{OUT} . Notiamo innanzitutto il ginocchio della caratteristica, prima del quale M4 è in triodo e non funge da generatore di corrente "costante".

Solo quando M4 entra in triodo, cioè nel range di compliance dello specchio semplice, avremo una corrente simile a quella sul ramo di riferimento.

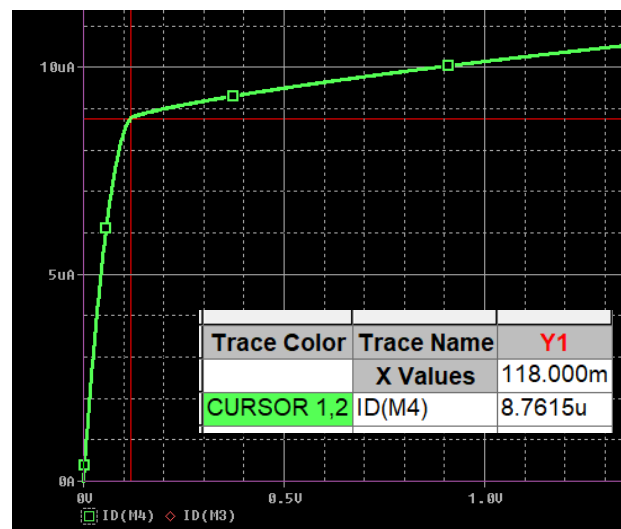
Inoltre anche quando M4 è in saturazione la corrente di uscita non è perfettamente uguale a quella del ramo di riferimento, tutt'altro, a causa dell'effetto di modulazione della lunghezza di canale (e quindi della resistenza di uscita finita del MOS).

Possiamo misurare la resistenza di uscita dello specchio (che coincide con quella di M4) semplicemente come rapporto fra variazione delle tensioni e variazione delle correnti, già misurate sul grafico sopra utilizzando il metodo dei due cursori. Avremo:

$$R_{OUT} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{D4}} = \frac{84,0mV}{66,95nA} = 1,25M\Omega$$

Questa è la resistenza di uscita del nostro specchio semplice; nonostante sia elevata, non è sufficiente come valore in quanto vediamo che la corrente di uscita varia di molto al variare della tensione. Vedremo infatti che per avere una corrente più o meno costante ci serve una resistenza di uscita delle centinaia di megaohm.

Possiamo anche misurare graficamente sulla caratteristica il valore di tensione minima (compliance) necessario affinché M4 sia in saturazione, e dunque lo specchio si comporti da generatore di corrente (quasi) costante.



Mentre la V_{out}^{Min} è pari a 118mV come misurato, la V_{out}^{Max} è pari a Vdd. Dunque il range della compliance è:

$$V_{out}^{min} = 118mV$$

$$V_{out}^{max} = V_{dd} = 5V$$

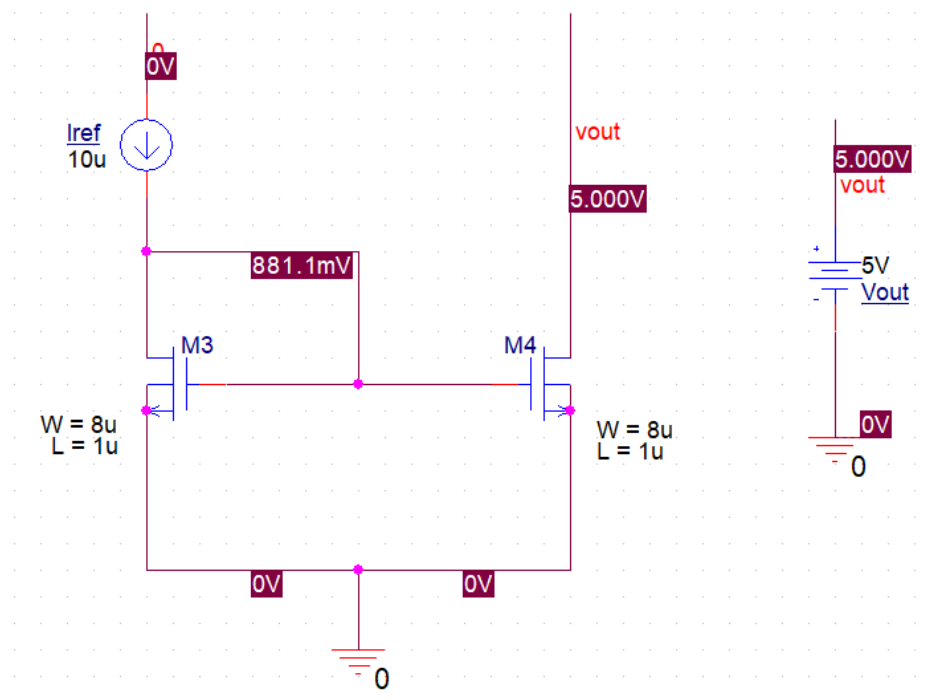
D'ora in poi per uno specchio con NMOS indicheremo come compliance soltanto il valore della V_{out}^{min} , la V_{out}^{max} è sottointeso che sia alla massima tensione di alimentazione (per uno specchio PMOS invece è il contrario, la compliance va da 0V a Vdd-Von).

Calcoliamo ora la R_{OUT} e la compliance utilizzando le formule teoriche a noi note per lo specchio semplice.

Per la compliance, sappiamo che affinché lo specchio funzioni correttamente M4 dev'essere in saturazione, quindi dev'essere:

$$V_{DS4} > V_{GS4} - V_{TN} = V_{GS3} - V_{TN} = V_{ON3}$$

Possiamo ora lanciare una simulazione del DC bias point dell'intero circuito, misurando così la tensione V_{GS4} . Si noti che tale tensione sarà fissata dal generatore di corrente costante $I_{ref}=10\mu A$, dipende solo ed esclusivamente da esso e non dal valore della V_{dd} (che possiamo lasciare a 5V). Otteniamo:



La $V_{GS4}=V_{GS3}$ vale 881mV come visto dalla simulazione, e conosciamo $V_{TN} = 770mV$ quindi $V_{ON3} = 881mV - 770mV = 111mV$, dunque la compliance calcolata teoricamente è data da:

$$V_{out}^{min} = V_{DS4}^{min} = V_{ON3} = 111mV$$

Valore molto vicino ai 118mV misurati sulla caratteristica nel punto del suo ginocchio.

Determiniamo ora invece il valore di R_{OUT} attraverso i calcoli teorici. Sappiamo che:

$$R_{out} = R_{out}^{M4} = \frac{1}{\lambda_n I_{D4}}$$

Dove I_{D4} può esser posta pari alla corrente media nell'intervallo in cui abbiamo posto i due cursori quando abbiamo effettuato la misura sperimentale (circa $I_{D4} = 11,7\mu A$).

Ci dobbiamo tuttavia estrarre il λ_n ad $W=8u$, $L=1u$ per poter effettuare questi calcoli.

Esso infatti non sarà lo stesso λ_n estratto nell'esperienza precedente, in quanto λ_n dipende fortemente da V_{gs} e V_{ds} (oltre al fatto che non avevamo estratto λ_n per $W=8u$).

Per calcolare λ_n ci serve anche k'_n che non avevamo estratto per $W=8u$, $L=1u$; tuttavia sappiamo che:

$$K'_n \text{ at } (W, L) = (5u, 1u) \rightarrow K'_n = 96,5 \mu A/V^2$$

$$K'_n \text{ at } (W, L) = (10u, 1u) \rightarrow K'_n = 107 \mu A/V^2$$

Possiamo dunque fare un'interpolazione lineare tra questi due valori in $W=8u$, in modo da ottenere un valore approssimato per il K'_n in tale punto. La retta passante per i due punti sarà del tipo:

$$K'_n = m * W + q$$

dove:

$$m = \frac{107 - 96,5}{10 - 5} = 2,1$$

$$K'_n(W = 5) = mW + q \quad \rightarrow \quad q = K'_n(W = 5) - m * 5 = 96,5 - 2,1 * 5 = 86$$

Da cui la retta interpolante ha equazione:

$$K'_n = 2,1 * W + 86$$

Da cui infine possiamo trovare il valore interpolato del K'_n per $W=8u$:

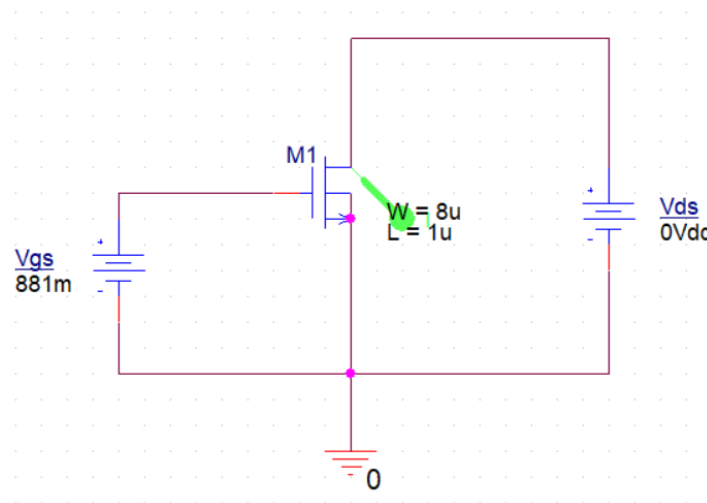
$$K'_n = 2,1 * 8 + 86 = 102,8 \mu A/V^2$$

Il valore da assegnare a V_{gs} per effettuare l'estrazione sarà quel valore di V_{gs} che il MOS assume quando percorso dalla corrente $I_{D4} = 11,7\mu A$ per cui stiamo estraendo il λ_n . Avremo dunque (invertendo la formula per la regione di triodo):

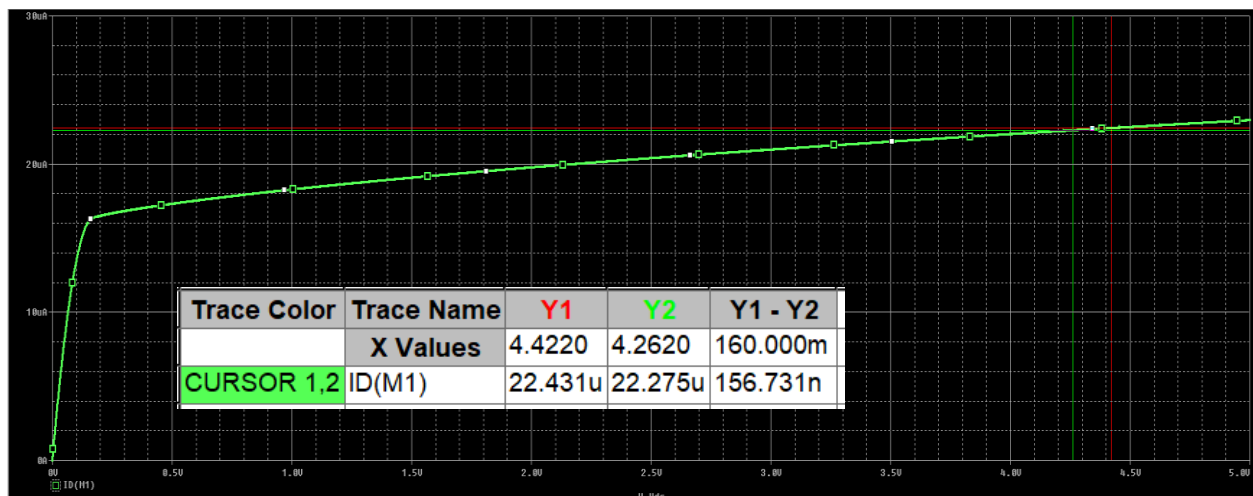
$$V_{GS} = V_{TN} + \sqrt{\frac{2I_D}{K'_n * \frac{W}{L}}} = 770mV + \sqrt{\frac{2 * 11,7 * 10^{-6}}{102,7 * 10^{-6} * 8}} \simeq 940mV$$

Utilizziamo tale valore di V_{GS} per estrarre λ_n .

Nell'effettuare l'estrazione infatti utilizziamo il seguente circuito avendo cura di porre $V_{GS}=940mV$, cioè il valore di V_{GS} che possiede il MOS di uscita M4 nel punto di lavoro (effettuiamo così un calcolo puramente teorico). Inoltre effettueremo la misura in saturazione profonda, cioè intorno a $V_{DS}=4V \div 4.5V$ in quanto il mos M4 è collegato tra massa e V_{out} , che raggiunge i 5V facendo lo sweep, dunque arriva in saturazione profonda.



Facciamo sweep di V_{DS} da 0 a 5V, ottenendo la caratteristica $I_D(V_{DS})$ su cui effettuare la misura.

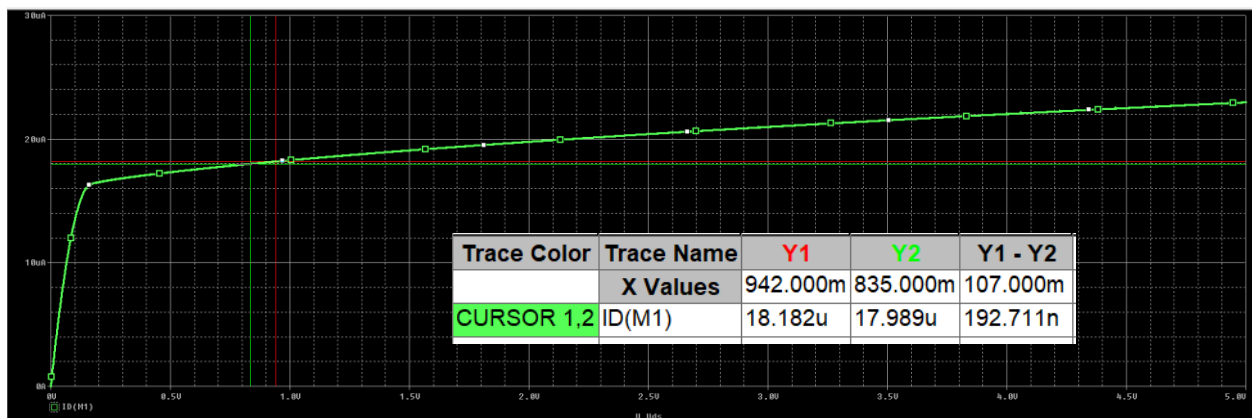


$$\lambda_n = \frac{2}{k'_n * \frac{W}{L} * (V_{gs} - V_{tn})^2} \frac{\Delta I_d}{\Delta V_{sd}}$$

Da cui possiamo calcolare ora λ_n :

$$\lambda_n^{deepsat} = \frac{2}{102,8 * 10^{-6} * 8 * (940mV - 770mV)^2} \frac{156,73nA}{160mV} = 0,08V^{-1}$$

Già che ci siamo effettuiamo l'estrazione di λ_n anche intorno a $V_{ds}=881mV$ (non in saturazione profonda quindi, anzi) perché ci servirà per gli stadi cascode (vedremo perché). Il circuito è lo stesso, anche la V_{gs} .



$$\lambda_n^{lowsat} = \frac{2}{102,8 * 10^{-6} * 8 * (940mV - 770mV)^2} \frac{192,7nA}{107mV} = 0,15V^{-1}$$

Calcoliamo ora la resistenza di uscita dello specchio semplice, utilizzando ovviamente il valore $\lambda_n^{deepsat}$:

$$R_{out} = R_{out}^{M4} = \frac{1}{\lambda_n I_{D4}} = \frac{1}{0,08V^{-1} * 11,7 * 10^{-6}A} = 1,07M\Omega$$

Il valore ricavato mediante i calcoli teorici non è così distante dagli $1,25M\Omega$ che abbiamo misurato sulla caratteristica di uscita dello specchio.

Leggermente diversa da quella ricavata sperimentalmente, ma va bene considerando che i risultati ricavati con le formule sono ottenuti utilizzando un modello di primo livello (approssimazione di Taylor della caratteristica fermandosi al prim ordine), mentre comunque il simulatore utilizza un modello di secondo livello, dunque più avanzato e che ci dà risultati più esatti.

2.3 Moltiplicatore di corrente utilizzando la configurazione a specchio semplice

Variando l'aspect ratio del MOS sul ramo di uscita rispetto all'aspect ratio del MOS sul ramo di riferimento andremo a variare il rapporto I_{OUT}/I_{REF} . Infatti indicando con M1 il mos sul ramo di uscita e con M2 quello sul ramo di riferimento, avremo:

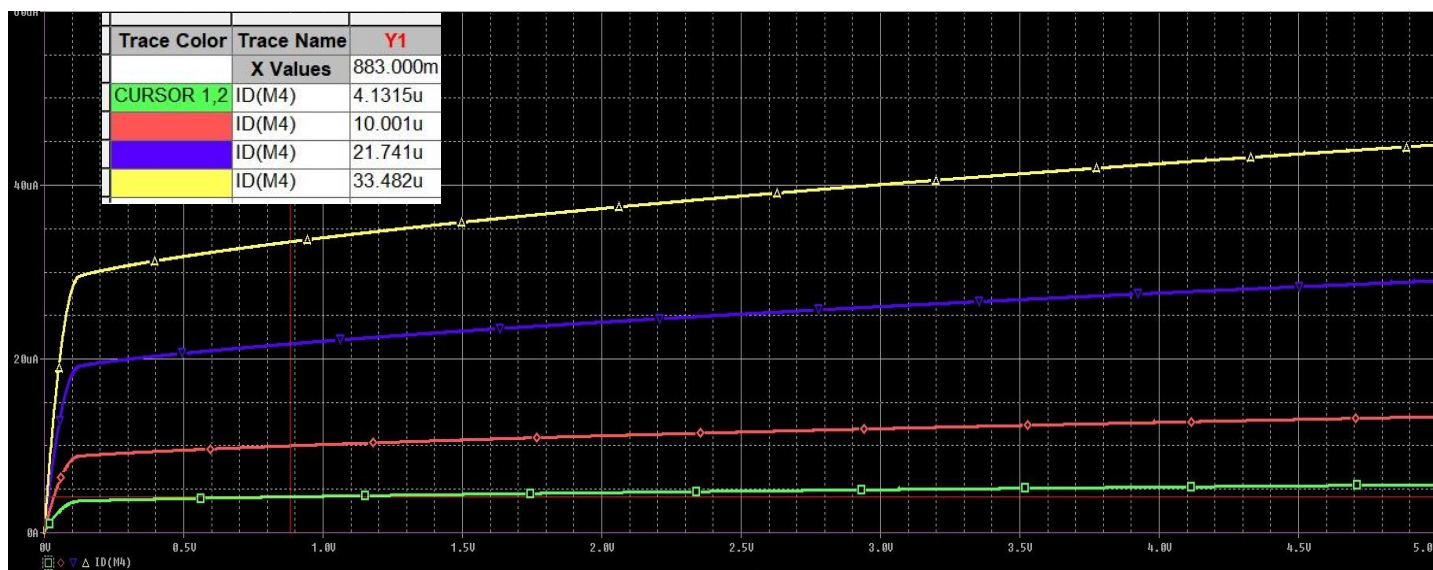
$$I_{out} = I_{D2} = \frac{1}{2} K'_n \frac{W_2}{L_2} (V_{GS2} - V_{TN})^2 (1 + \lambda_n V_{DS2})$$

$$I_{ref} = I_{D1} = \frac{1}{2} K'_n \frac{W_1}{L_1} (V_{GS1} - V_{TN})^2 (1 + \lambda_n V_{DS1})$$

Se considero $V_{DS2} = V_{DS1}$ (trascuro così l'effetto di modulazione della lunghezza di canale) ed essendo inoltre $V_{GS2} = V_{GS1}$ per la topologia del circuito, considerando i due K'_n uguali in prima approssimazione avrò:

$$\frac{I_{out}}{I_{ref}} = \frac{\frac{W_2}{L_2}}{\frac{W_1}{L_1}}$$

Se faccio gli L uguali, e fisso W_1 posso andare a fissare il rapporto corrente di uscita/corrente di riferimento semplicemente andando a fissare $W_2 = n * W_1$ e così la corrente di uscita risulterà pari ad n volte quella di riferimento. Facciamo uno sweep parametrico di W_2 per renderci conto di ciò (il circuito è sempre quello utilizzato nella sezione precedente, è stato aggiunto solo un blocco PARAM per parametrizzare W):



Curva verde-> W=4u; Curva Rossa ->W=8u; Curva blu->W=16u; Curva gialla->W=24u

Misurando la corrente nel punto di lavoro $V_{DS}=883mV$ (punto nel quale abbiamo che per $W=8\mu m$ $I_d=10\mu A$) vediamo che moltiplicando l'aspect ratio del MOS di uscita per M (numero intero), mentre lasciamo invariato quello del MOS che genera la tensione di riferimento, la corrente in uscita diventerà pari ad M volte quella di riferimento. Il punto di lavoro a cui è stata effettuata la misura è stato scelto per minimizzare l'effetto di modulazione della lunghezza di canale (si noti come infatti comunque per $W=4u$

non è precisamente la metà della corrente di riferimento, cioè $I_D = 5\mu A$, bensì $4.13\mu A$ così come per $W = 24\mu$ non è esattamente per tre volte, cioè $30\mu A$, bensì $I_D = 33.4\mu A$. Ciò è dovuto in qualche modo all'effetto della modulazione della lunghezza di canale).

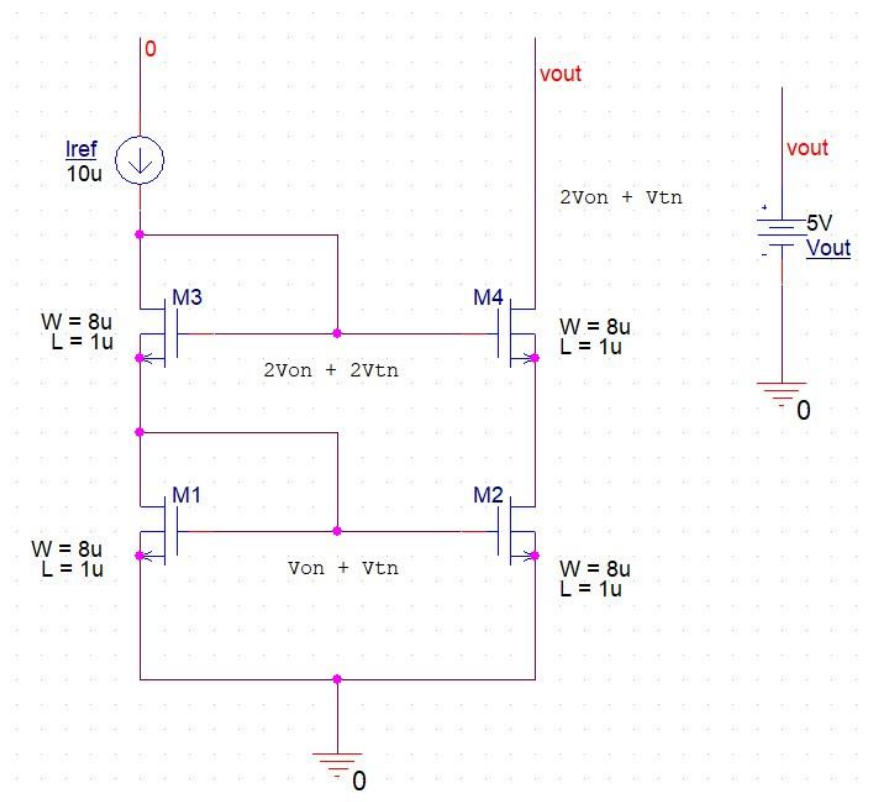
Si noti inoltre come all'aumentare del W/L di uscita aumenta la pendenza della curva: **la resistenza di uscita diminuisce all'aumentare del W/L di uscita!** Questo perché aumenta la corrente di uscita, e sappiamo che per lo specchio semplice:

$$R_{out} = \frac{1}{\lambda_n I_D}$$

Dunque aumentando la corrente di uscita diminuisce la resistenza di uscita, ed è ciò che avviene nel moltiplicatore di corrente a specchio semplice.

3 Specchio Cascode

Per ovviare al problema della bassa resistenza di uscita dello specchio semplice si è soliti introdurre una resistenza di degenerazione sul source del MOS di uscita; tuttavia nell'ambito dei circuiti integrati l'utilizzo di resistori è da evitare quando non indispensabile, in quanto occupano una grossa area del circuito (e dunque innalzano i costi), quindi la soluzione alternativa è quella di utilizzare un ulteriore MOS sul ramo di uscita, come sotto riportato, che ai fini delle variazioni del segnale potrà esser visto come una resistenza di valore r_{DS} e quindi si comporterà come resistenza di degenerazione per il MOS che si trova sopra di esso. Il circuito così ottenuto è detto specchio cascode (cascode current mirror) ed è sotto riportato.



Sul circuito è anche riportata l'analisi che ci permette di capire a livello teorico il livello di compliance (tensione minima sul drain di M4 da mantenere affinché tutti i MOS siano in saturazione ed il dispositivo eroghi corrente costante).

Su ciascuno dei due MOS sul ramo di riferimento praticamente abbiamo una caduta di tensione pari a:

$$V_{GS1} = V_{GS3} = V_{ON} + V_{TN}$$

$$\text{dove: } V_{ON} = V_{GS3} - V_{TN} = \sqrt{\frac{2I_{ref}}{K'_n \frac{W}{L}}}$$

Dunque applicando la KVL il potenziale del nodo che connette il gate di M3 e di M4 (rispetto a gnd) sarà pari a:

$$V_{G3} = V_{G4} = 2V_{ON} + 2V_{TN}$$

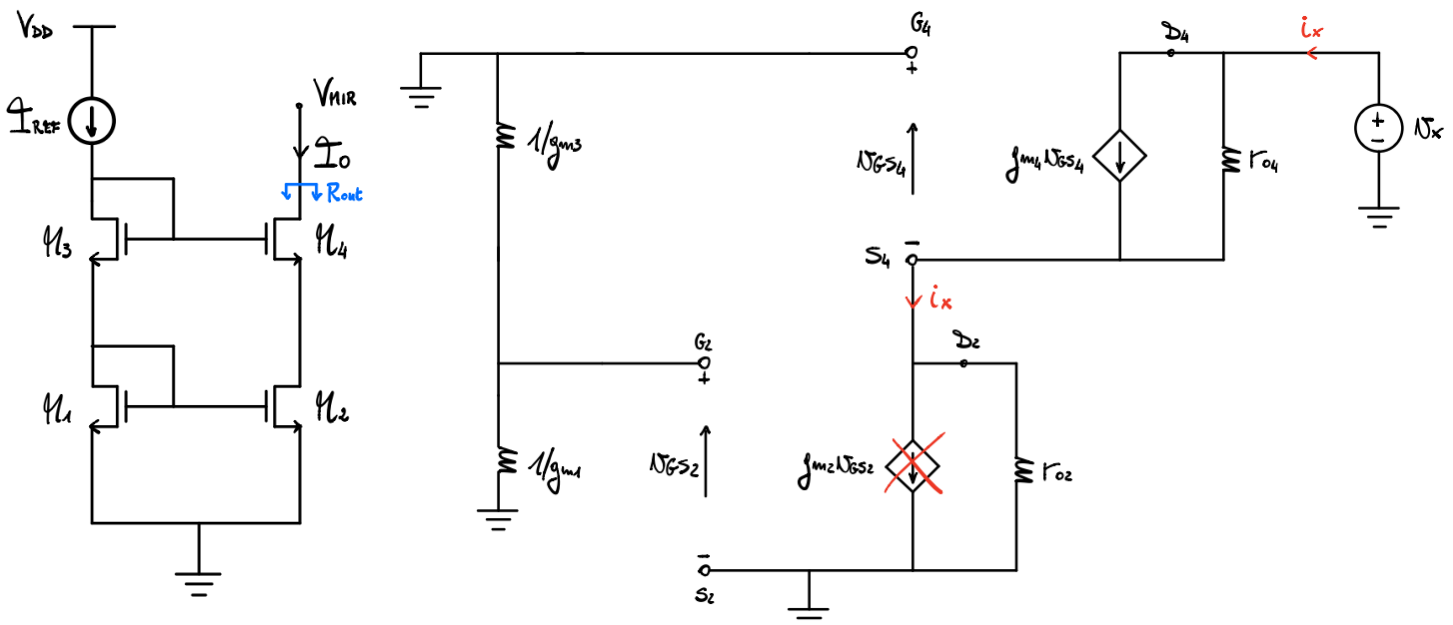
La condizione di saturazione per M4 è data da:

$$V_{D4} > V_{G4} - V_{TN} \rightarrow V_{D4} > 2V_{ON} + V_{TN} \rightarrow V_{OUT}^{MIN} = 2V_{ON} + V_{TN}$$

Dunque dobbiamo mantenere sul drain di M4 una tensione di almeno $2V_{ON} + V_{TN}$; il termine $2V_{ON}$ non ci dà molto fastidio, in quanto è solitamente una tensione bassa, nell'ordine delle poche centinaia di millivolt; tuttavia il termine V_{TN} è pari per questa tecnologia a 770mV: solo con tale termine ci perdiamo 770mV di dinamica della tensione di uscita.

Vedremo che questa sarà una delle grosse limitazioni dello specchio cascode: esso riesce fortemente a migliorare la resistenza in uscita (vedremo ora come) ma la compliance è scarsa.

Per quanto riguarda la formula teorica per il calcolo della resistenza di uscita, essa si può ricavare facendo l'analisi di piccolo segnale del circuito, eccitando l'uscita con un generatore di test v_x come sotto riportato:



$$V_{GS2} = 0V \Rightarrow g_{m2} V_{GS2} = 0A \quad (g_{m2} V_{GS2} \text{ OPEN CIRCUIT})$$

$$V_x = V_{r_{o4}} + V_{r_{o2}}$$

$$\text{ma } V_{r_{o2}} = r_{o2} i_x ; \quad V_{r_{o4}} = r_{o4} i_x - g_{m4} V_{GS4} r_{o4}$$

↓

$$V_x = r_{o4} i_x - g_{m4} V_{GS4} r_{o4} + r_{o2} i_x$$

$$\text{ma } V_{GS4} = -V_{r_{o2}} = -r_{o2} i_x$$

↓

$$V_x = r_{o4} i_x + g_{m4} r_{o2} i_x r_{o4} + r_{o2} i_x = (r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4} + r_{o2}) i_x$$

↓

$$R_{out} = \frac{V_x}{i_x} = r_{o2} + r_{o4} + g_{m4} r_{o2} r_{o4} \approx g_{m4} r_{o2} r_{o4} \longrightarrow R_{out} \approx g_{m4} r_{o2} r_{o4}$$

I due mos connessi a diodo per l'analisi di piccolo segnale sono semplicemente dei resistori di valore $1/g_m$ (in quanto il generatore di corrente g_m è controllato dalla stessa tensione ai suoi capi).

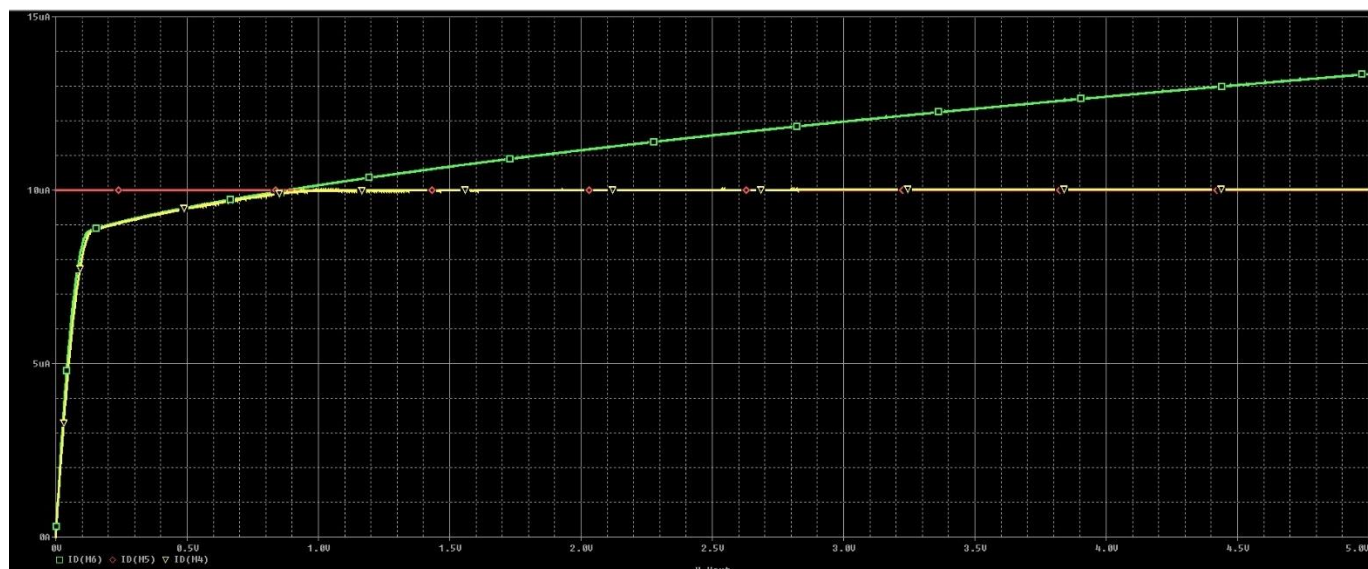
Si ottiene dunque il circuito di piccolo segnale sopra riportato, al quale applicando il generatore di test v_x possiamo determinare la resistenza di uscita come v_x/i_x ottenendo dunque la formula trovata per la R_{out} :

$$R_{out} \approx g_m r_{o2} r_{o4}$$

Essendo le resistenze di uscita dei singoli MOS (cioè le r_{DS}) molto elevate, nell'ordine delle centinaia di $k\Omega$, la R_{out} del cascode sarà molto elevata! Abbiamo dunque ottenuto un'ottima R_{out} , a discapito però di una compliance (swing) peggiore.

3.1 Misurazione resistenza di uscita e compliance dello specchio cascode

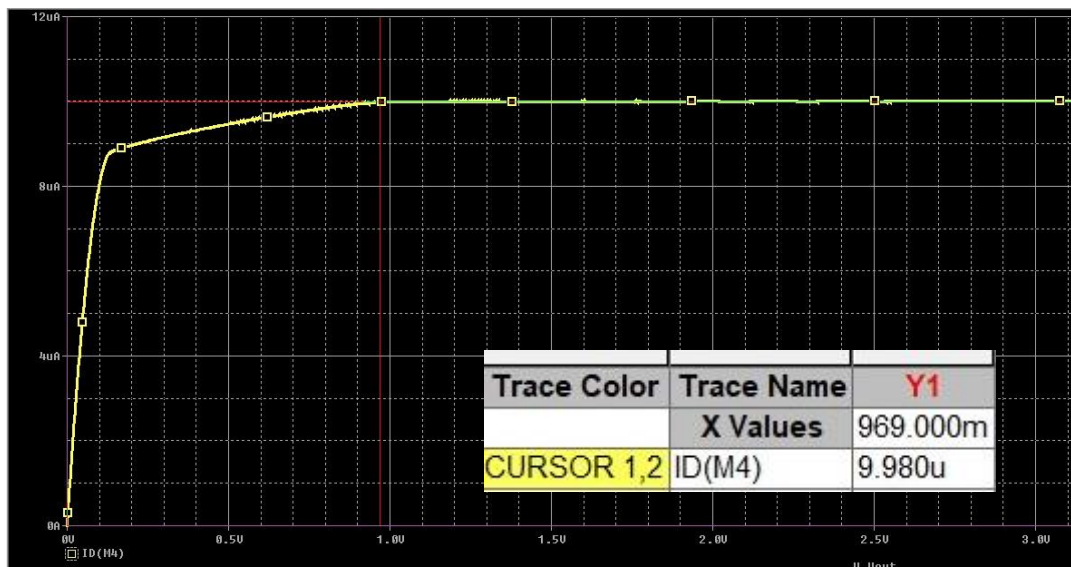
Sul circuito realizzato per lo specchio cascode (riportato due pagine prima) facciamo uno sweep della tensione applicata al drain di M4 (indicata con v_{out} dello specchio), e misuriamo la corrente sul drain di M4 stesso. Riportiamo la caratteristica ottenuta assieme a quella dello specchio semplice e del generatore ideale di corrente.



Curva gialla: specchio cascode. Curva verde: specchio semplice. Curva rossa: generatore di corrente ideale

Come si può ben vedere il cascode, dopo la compliance, segue quasi perfettamente il generatore di riferimento di 10μA, grazie alla resistenza di uscita molto elevata, al contrario dello specchio semplice che a causa della bassa resistenza di uscita ha ampie variazioni di corrente erogata al variare della tensione.

Tuttavia come si può vedere il cascode ha una compliance peggiore dello specchio semplice, in quanto il ginocchio del cascode (si deve prendere in considerazione il secondo ginocchio della caratteristica) si trova quasi vicino ad 1V. Misuriamo precisamente compliance e resistenza di uscita:



Misura compliance cascode: 969mV



Misura resistenza di uscita del cascode

$$V_{out}^{min} = 969mV$$

$$R_{OUT} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{D4}} = \frac{104mV}{840pA} = 123,8M\Omega$$

3.2 Calcolo teorico compliance e resistenza di uscita del cascode

La compliance sarà data da:

$$V_{OUT}^{MIN} = 2V_{ON} + V_{TN} = 2 \sqrt{\frac{2I_{ref}}{K'_n * \frac{W}{L}}} + V_{TN} = 2 \sqrt{\frac{2 * 10 * 10^{-6}}{102,8 * 10^{-6} * 8}} + 770mV = 1,08V$$

Giusto leggermente più alta dei 969mV misurati sulla caratteristica.

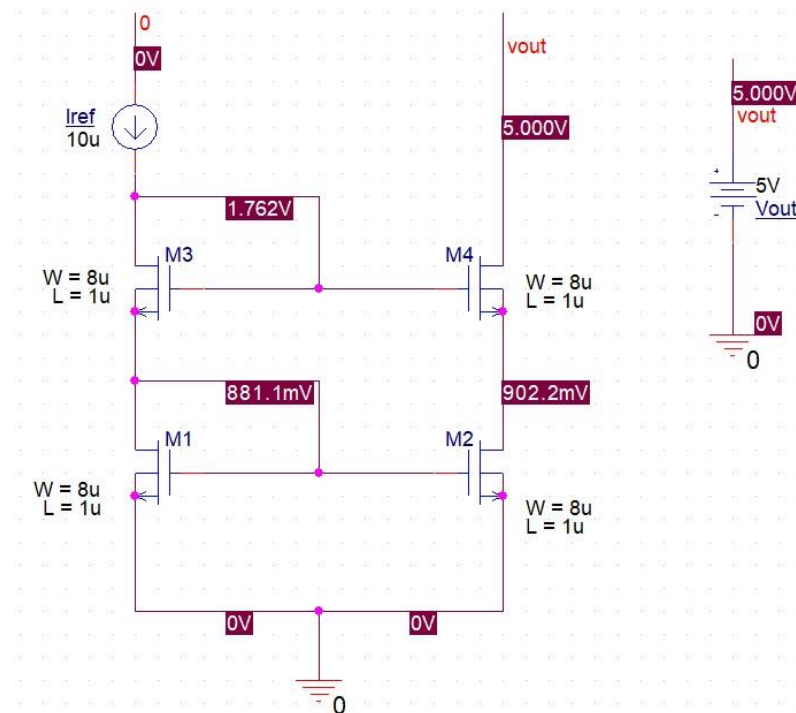
Invece per il calcolo della Rout essa va calcolata come:

$$R_{out} \simeq g_m r_{o2} r_{o4}$$

dove:

$$r_{o2} = \frac{1}{\lambda_{n2} I_{D2}} \quad r_{o4} = \frac{1}{\lambda_{n4} I_{D4}}$$

Ora ovviamente $I_{D2} = I_{D4} = I_{out} \simeq 10\mu A$ essendo per il cascode pressochè costante la corrente di uscita quando siamo oltre la V_{OUT}^{MIN} ; tuttavia $\lambda_{n2} \neq \lambda_{n4}$ in quanto il coefficiente di modulazione della lunghezza di canale dipende dalla V_{DS} e, mentre M4 opera in saturazione spinta, essendo la tensione di drain su di esso molto elevata (pari a V_{DD} nel caso più estremo), avremo che M2 opera in bassissima saturazione, cioè con una V_{DS} molto bassa. Ciò si può evidenziare facendo una simulazione DC bias point del cascode:



Mentre $V_{DS4} \simeq 4,1V$ abbiamo $V_{DS2} \simeq 902mV$ quindi per M4 il coefficiente di modulazione della lunghezza di canale va misurato in profonda saturazione, attorno ai 4.1V, mentre per M2 in bassa saturazione, attorno ai 900mV circa.

Abbiamo già queste misurazioni effettuate, erano state fatte nella sezione per lo specchio semplice, riportiamo qui i risultati:

$$\lambda_{n4} = \lambda_n^{deepsat} = 0,08V^{-1}$$

$$\lambda_{n2} = \lambda_n^{lowsat} = 0,15V^{-1}$$

Il g_m invece va calcolato come:

$$g_m = \sqrt{2I_D K'_n \frac{W}{L}} = \sqrt{2 * 10 * 10^{-6} * 102,8 * 10^{-6} * 8} \approx 130 \mu A/V$$

da cui abbiamo:

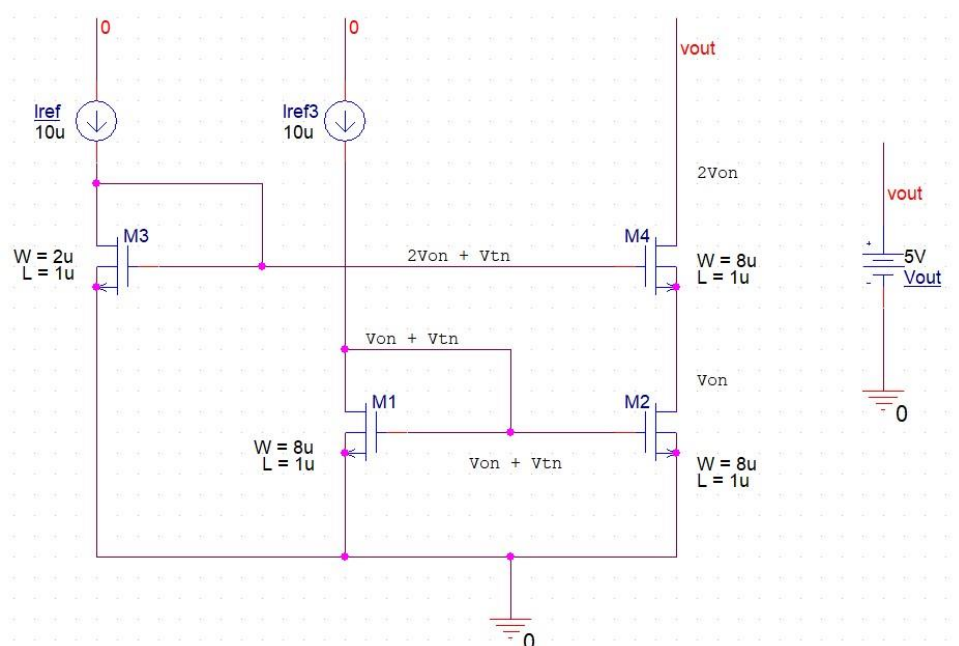
$$R_{out} \approx g_m r_{o2} r_{o4} = 130 * 10^{-6} * \frac{1}{0,08 * 10 * 10^{-6}} * \frac{1}{0,15 * 10 * 10^{-6}} = 108,33 M\Omega$$

Valore che approssima bene, relativamente, i 123,8M Ω misurati sperimentalmente. Si consideri sempre che il risultato fornito dal simulatore deriva da modello di ordine superiore, quindi più preciso.

4 High swing cascode

Come abbiamo visto il cascode migliora decisamente la resistenza di uscita (è circa cento volte quella dello specchio semplice), tuttavia peggiora la compliance, in quanto è richiesta ora una tensione sul drain del MOS superiore pari a $2V_{ON} + V_{TN}$, e quel termine V_{TN} ci dà fastidio in quanto può essere anche abbastanza elevato (770mV nella tecnologia che stiamo usando).

Per ovviare a tale problema è stato realizzato l'high swing cascode, che mantiene la resistenza elevata del cascode riducendo però la tensione minima richiesta per alimentarlo, migliorando così la compliance. Ciò è ottenuto separando i due MOS sul ramo di riferimento in due rami diversi, ognuno alimentato da un generatore di corrente diverso, e facendo il MOS di riferimento che genera la tensione per il MOS superiore del ramo di uscita con un W pari ad un 1/4 di quello di tutti gli altri MOS. Il circuito è il seguente:



Si noti come $W_{M3}=2\mu\text{m}$ mentre $W_{M1}=W_{M2}=W_{M4}=8\mu\text{m}$, cioè $W_{M3}=W_{M1}/4$. Ciò fa sì che:

$$V_{ON3} = V_{GS3} - V_{TN} = \sqrt{\frac{2I_{ref}}{K'_n * \frac{W_{M3}}{L}}} = \sqrt{\frac{2I_{ref}}{K'_n * \frac{W_{M1}}{4L}}} = 2 \sqrt{\frac{2I_{ref}}{K'_n * \frac{W_{M1}}{L}}} = 2V_{ON1}$$

Praticamente la V_{ON} generata da M3 è il doppio di quella generata da M1, grazie al fatto che abbiamo fatto $W_{M3}=W_{M1}/4$. Dunque, indicando generalmente con V_{ON} quella generata da M1, avremo:

- Sul gate di M1 una tensione $V_{G1}=V_{ON}+V_{TN}$
- Sul gate di M4 una tensione $V_{G4}=2V_{ON}+V_{TN}$

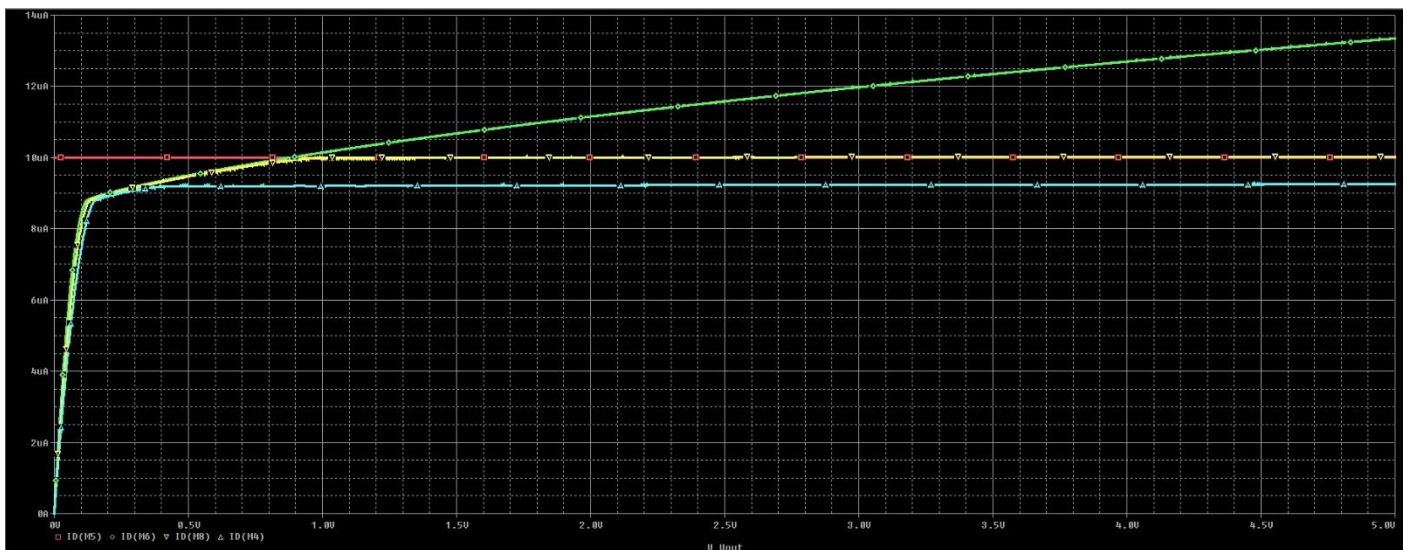
Dunque la condizione per mantenere M4 in saturazione è:

$$V_{D4} > V_{G4} - V_{TN} \quad \Rightarrow \quad V_{D4} > 2V_{ON} + V_{TN} - V_{TN} = 2V_{ON} \quad \Rightarrow \quad V_{out}^{min} = 2V_{ON}$$

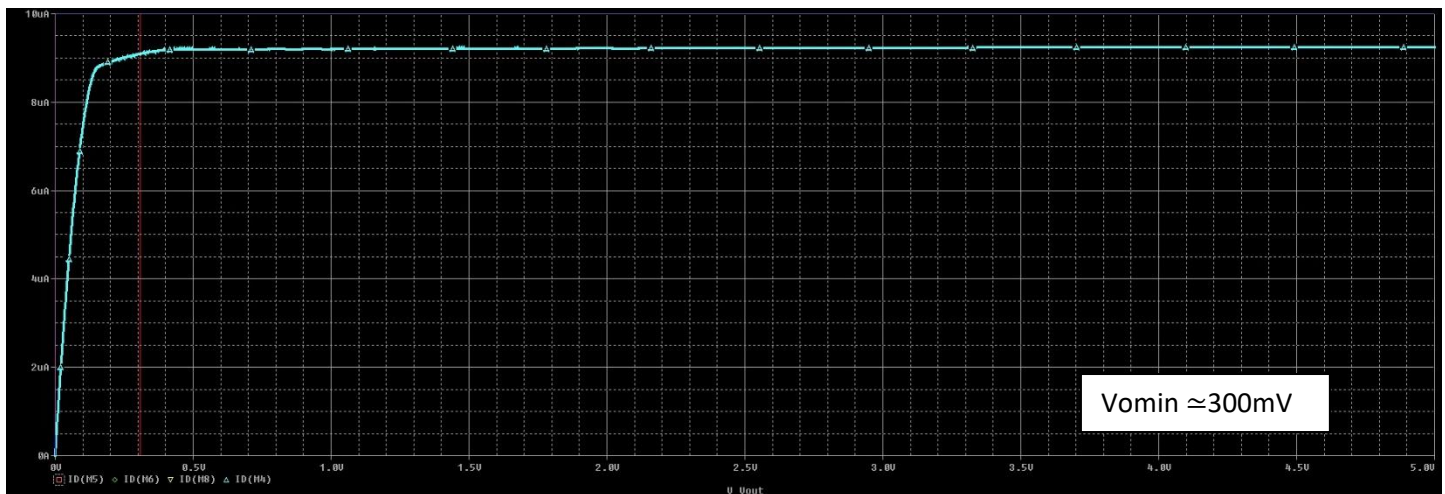
Bastano dunque una tensione pari a $2V_{ON}$ per alimentare l'high swing cascode, dunque una tensione molto bassa rispetto ai $2V_{ON}+V_{TN}$ del semplice specchio cascode. Ne risulta che la compliance è migliore, mentre la resistenza d'uscita dovrebbe restare nello stesso ordine di grandezza in quanto il ramo di uscita è sostanzialmente lo stesso del cascode, **abbiamo cambiato solo il modo in cui vengono generate le tensioni di riferimento per i due MOS**.

4.1 Misura sperimentale di resistenza di uscita e compliance dell'high swing cascode

Facciamo la simulazione DC sweep di V_{out} come al solito e misuriamo la corrente di drain del MOS di uscita. Abbiamo il seguente andamento (curva celeste per l'high swing cascode), messo a confronto con lo specchio semplice ed il cascode "normale":



Curva rossa: generatore ideale. Curva verde: specchio semplice. Curva gialla: cascode. Curva celeste: high swing cascode.



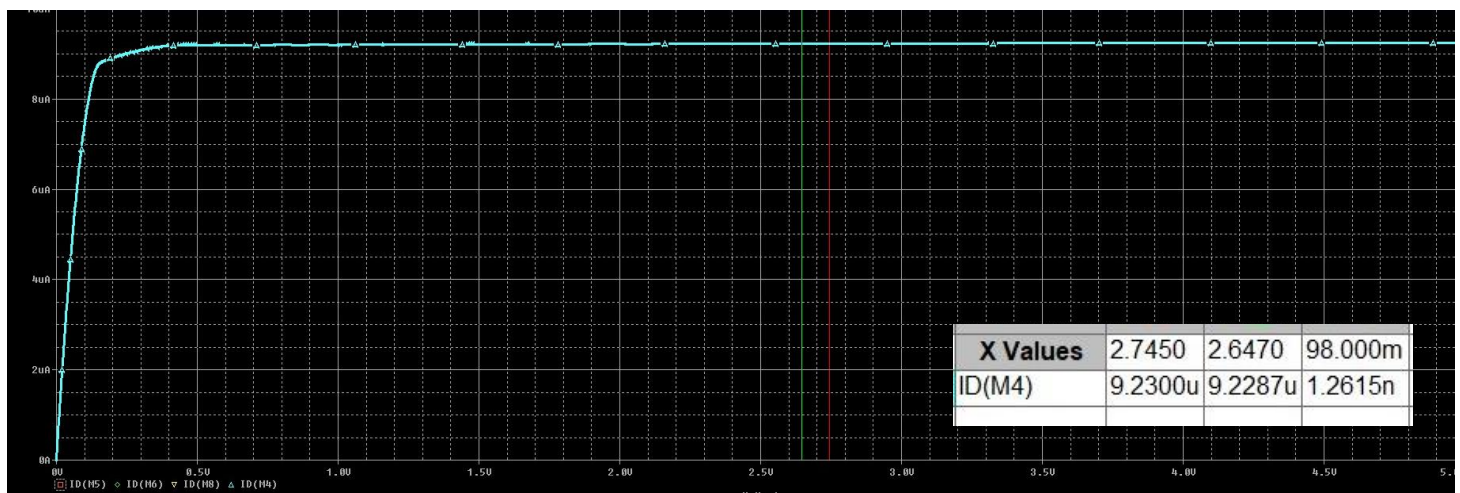
Come si può vedere dalla caratteristica la tensione minima da fornire allo specchio affinché la corrente si stabilizzi attorno ai 10μA è di circa 300mV.

Il valore teorico è $2V_{ON}$, cioè pari a:

$$V_{OUT}^{MIN} = 2V_{ON} = 2 \sqrt{\frac{2I_{ref}}{K'_n * \frac{W}{L}}} = 2 \sqrt{\frac{2 * 10 * 10^{-6}}{102,8 * 10^{-6} * 8}} = 314mV$$

La corrispondenza tra il modello teorico e quello sperimentale in questo caso è ottima.

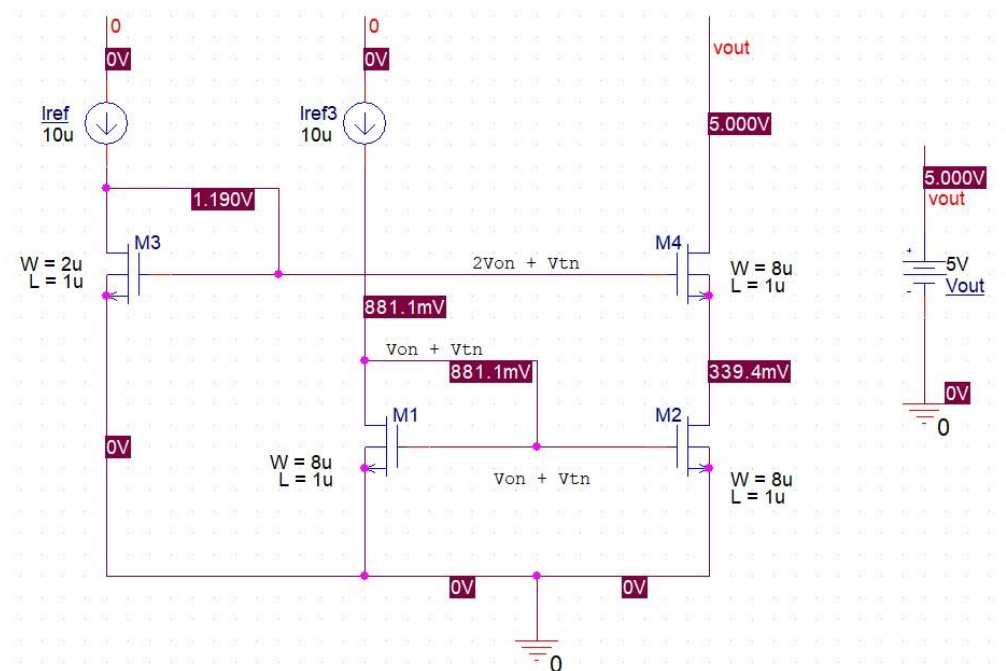
Valutiamo anche la resistenza di uscita:



$$R_{OUT} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{D4}} = \frac{98mV}{1,26nA} = 77,77M\Omega$$

Leggermente più bassa di quella del cascode, ma comunque nello stesso ordine di grandezza.

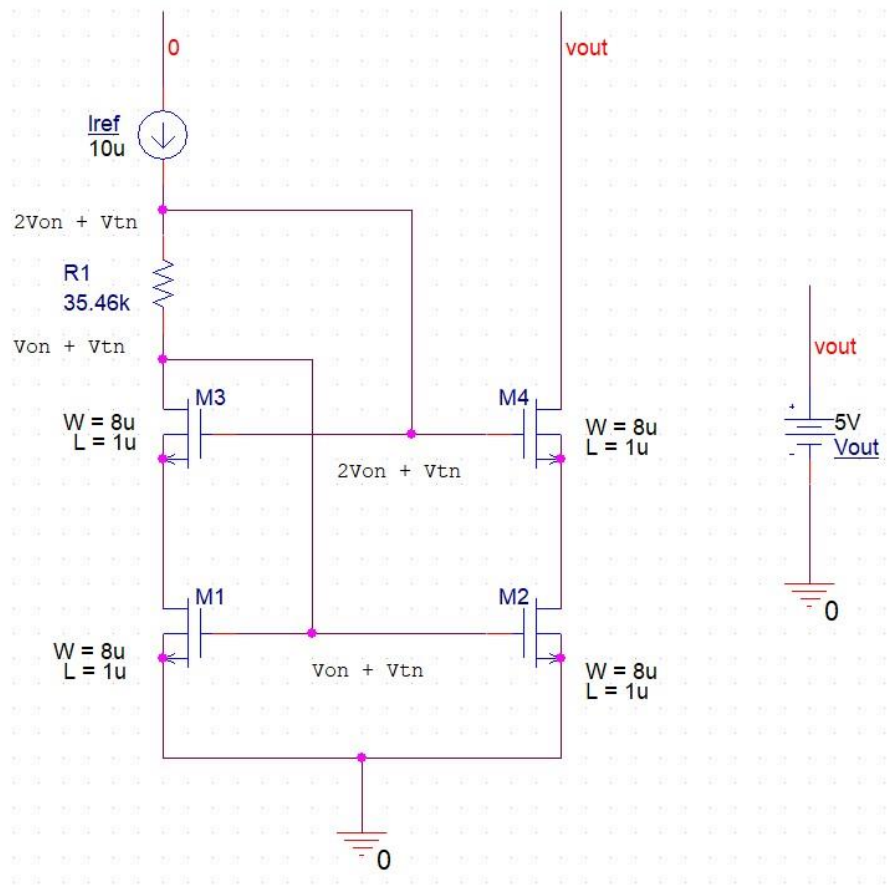
Quello appena evidenziato è un problema dell'high swing cascode: esso è dovuto al fatto che mentre sui due rami di riferimento (di M1 e di M4) abbiamo un solo MOS, sul ramo di uscita ne abbiamo due: ciò comporta che su M2 cadrà una tensione più piccola rispetto a quella che cade su M1, in quanto l'alimentazione deve fornire caduta di tensione a due MOS sul ramo di uscita, non ad uno solo. Quindi si farà sentire l'effetto della modulazione della lunghezza di canale, e avremo un mismatch tra la corrente nel ramo di riferimento e quella nel ramo di uscita, nonostante le V_{gs} dei due transistor M1 ed M2 siano uguali. La differenza di tensioni sui drain di M2 ed M1 si può evidenziare anche con un'analisi del DC point:



Un altro svantaggio dell'high swing cascode è che servono due generatori di corrente di riferimento per far funzionare il circuito, con conseguente dispendio di potenza e di area sul circuito integrato.

Per ovviare al problema dell'high swing cascode (mismatch tra corrente di riferimento e quella di uscita) è stato progettato il self biased cascode, che mantiene tutti i vantaggi del precedente circuito (ottima compliance, elevata resistenza di uscita) sistemando però il problema appena visto.

Il circuito è riportato alla pagina successiva.



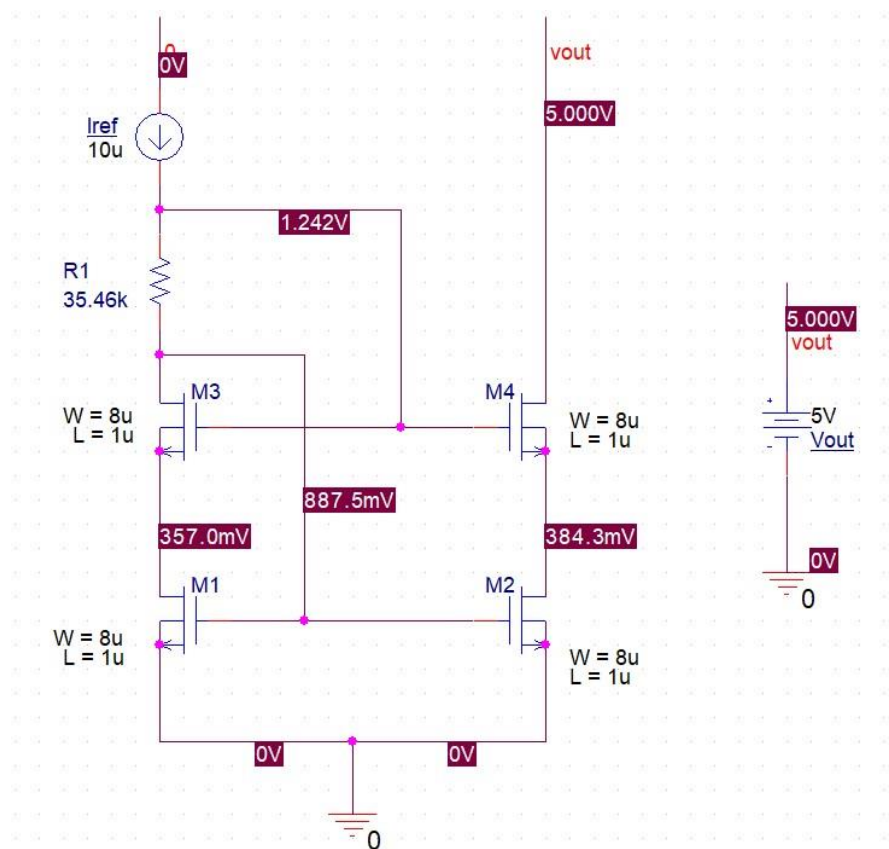
Tale circuito è denominato self biased in quanto appunto si auto-polarizza: non ho bisogno di due generatori di corrente come nell'high swing cascode. Il suo funzionamento è immediato:

- In M1 scorre I_{ref} , dunque avremo $V_{GS1}=V_{ON}+V_{TN}$. Questo sarà anche il potenziale rispetto a gnd del terminale inferiore della resistenza R1
- La R1 va dimensionata in modo che ci sia una caduta di tensione su di essa pari a V_{ON} , in modo tale che il terminale superiore di R1 si trovi a potenziale $2V_{ON}+V_{TN}$, come avveniva nell'high swing cascode. Va posto dunque:

$$R1 = \frac{V_{on}}{I_{ref}}$$

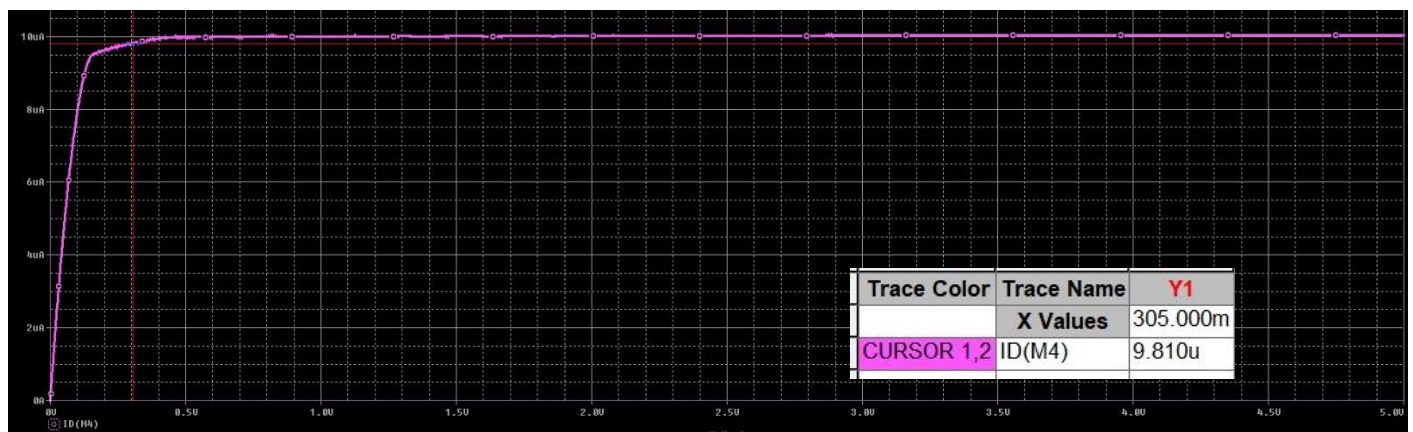
- In tal modo riusciamo a polarizzare i gate di M2 ed M4 allo stesso livello di tensioni fornite dall'high swing cascode, e con un unico generatore di corrente anziché due. Inoltre adesso sia sul ramo di uscita che su quello di ingresso abbiamo due MOS, le tensioni sui drain di ciascun MOS "inferiore" saranno simili e dunque non c'è effetto della modulazione della lunghezza di canale, dunque la corrente di uscita sarà molto simile a quella di ingresso.

Quanto detto può esser verificato con un analisi DC point del circuito, riportata a pagina successiva.



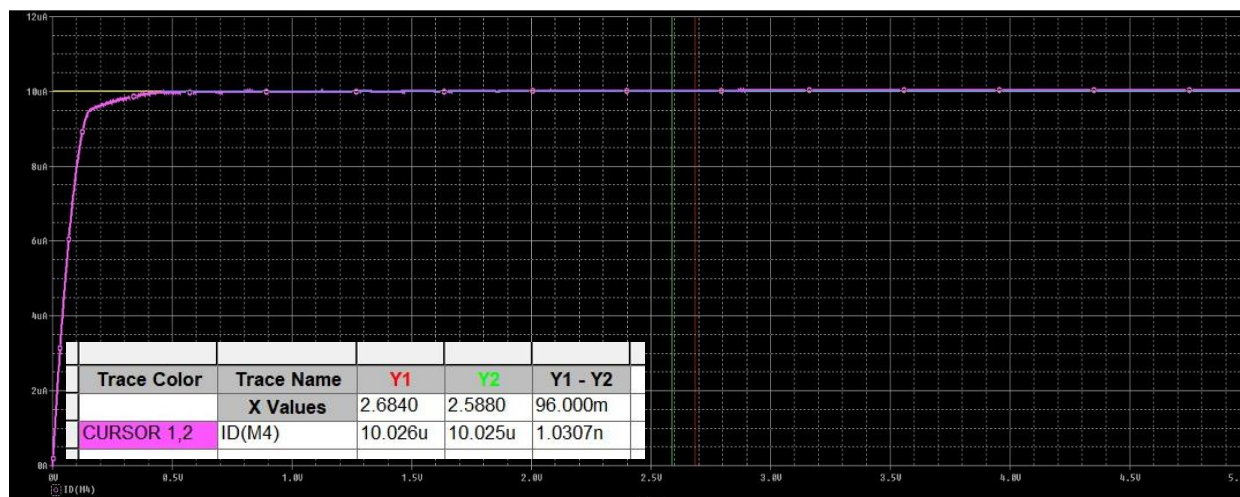
Come si nota le tensioni sui drain di M2 ed M1 sono molto simili, differiscono di meno di 30mV, dunque la corrente in uscita dovrebbe esser abbastanza vicina a quella di riferimento.

5.1 Misura della compliance e resistenza di uscita del self biased cascode



$$V_{OUT}^{MIN} = 305mV$$

Come ci aspettavamo la compliance è la stessa dell'high swing cascode.



$$R_{OUT} = \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta I_{D4}} = \frac{96mV}{1,03nA} = 93,2M\Omega$$

L'unico svantaggio del self biased cascode è che include una resistenza di valore anche abbastanza elevato (35kΩ nel circuito appena visto) che nei circuiti integrati non è di utilizzo vantaggioso, in quanto occupa molto spazio! Dunque anche questo circuito ha degli svantaggi.

6 Riassunto finale: vantaggi/svantaggi dei vari specchi visti

Circuito	Pro	Contro
SPECCHIO SEMPLICE	Di facile realizzazione, occupa poco spazio sul circuito integrato; ottima compliance	Bassissima resistenza di uscita, la corrente di uscita varia molto al variare della V_{DS}
CASCODE	Ottima resistenza di uscita, nell'ordine delle centinaia di $M\Omega$	Scarsa compliance, troppo ridotta. 4 MOS contro i 2 dello specchio semplice richiedono un'area maggiore sull'IC
HIGH SWING CASCODE	Ottima compliance; ottima resistenza di uscita	La corrente di uscita non è una copia perfetta della corrente di riferimento, è più bassa. Inoltre servono due generatori di corrente di riferimento, spreco maggiore potenza.
SELF BIASED CASCODE	Ottima compliance, ottima resistenza di uscita, e risolve il problema dell'high swing cascode	Si deve realizzare un resistore di valore notevole, che nei circuiti integrati vuol dire spreco di spazio e i costi aumentano.